

国 际 电 信 联 盟

**ITU-R**

国际电联无线电通信部门

**ITU-R S.1521-1 建议书**  
(01/2010)

**基于同步数字系列的假设参考  
数字通道的容许误码性能**

**S 系列**  
**卫星固定业务**



国际电信联盟

## 前言

无线电通信部门的作用是确保所有无线电通信业务，包括卫星业务，合理、公平、有效和经济地使用无线电频谱，并开展没有频率范围限制的研究，在此基础上通过建议书。

无线电通信部门制定规章制度和政策的职能由世界和区域无线电通信大会以及无线电通信全会完成，并得到各研究组的支持。

## 知识产权政策（IPR）

ITU-R的知识产权政策在ITU-R第1号决议附件1引用的“ITU-T/ITU-R/ISO/IEC共同专利政策”中做了说明。专利持有者提交专利和许可声明的表格可从<http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/en>获得，该网址也提供了“ITU-T/ITU-R/ISO/IEC共同专利政策实施指南”以及ITU-R专利信息数据库。

### ITU-R 建议书系列

（可同时在以下网址获得：<http://www.itu.int/publ/R-REC/en>）

系列	标题
<b>BO</b>	卫星传输
<b>BR</b>	用于制作、存档和播放的记录；用于电视的胶片
<b>BS</b>	广播业务(声音)
<b>BT</b>	广播业务(电视)
<b>F</b>	固定业务
<b>M</b>	移动、无线电测定、业余及相关卫星业务
<b>P</b>	无线电波传播
<b>RA</b>	射电天文
<b>RS</b>	遥感系统
<b>S</b>	卫星固定业务
<b>SA</b>	空间应用和气象
<b>SF</b>	卫星固定和固定业务系统之间频率共用和协调
<b>SM</b>	频谱管理
<b>SNG</b>	卫星新闻采集
<b>TF</b>	时间信号和频率标准发射
<b>V</b>	词汇和相关课题

注：本ITU-R建议书英文版已按ITU-R第1号决议规定的程序批准。

电子出版  
2010年，日内瓦

© ITU 2010

版权所有。未经国际电联书面许可，不得以任何手段复制本出版物的任何部分。

ITU-R S.1521-1建议书  
基于同步数字系列的假设参考数字  
通道的容许误码性能

(2001-2010年)

### 范围

卫星固定业务（FSS）在提供可靠的国际数字通信方面扮演着重要的作用。由于与地面设施的整合，设计卫星链路时应满足与地面系统兼容的要求。ITU-T G.828 建议书详细说明了旨在用于承载同步数字系列（SDH）和异步传输模式（ATM）流量的国际同步数字通道的性能指标。针对这些指标，本建议书就误比特概率（BEP）或误码率（BER）设计掩模提供了指南，这些掩模完全符合 ITU-T G.828 建议书的要求。

国际电联无线电通信全会，

考虑到

- a) 卫星固定业务中运行的卫星在提供可靠的国际数字通信方面发挥着重要作用；
- b) 卫星链路的性能必须足以符合总的端到端性能指标，从而符合终端用户的质量指标；
- c) 卫星链路的性能通常都与距离无关；
- d) ITU-R S.1062建议书规定了与ITU-T G.826建议书规定的指标相一致的卫星链路性能指标；
- e) 有关ITU-T I.356建议书中定义的旨在承载ATM流量的国际恒定比特率同步数字通道的误码性能，已在ITU-T G.828建议书中做了规定；
- f) ITU-R S.1429建议书规定了由不同卫星系统之间的干扰造成的误码性能容限；
- g) ITU-R S.1323建议书详细说明了如何计算同时允许衰落和时变干扰的运行边际；
- h) 在定义误码性能标准时，有必要考虑所有能预见到的导致误码的机理，尤其是时变的传播条件和干扰；
- j) 可以对卫星系统加以设计，使其满足一系列性能要求，

建议

**1** 设计公共网络内拟承载SDH和ATM流量的卫星链路时，应至少满足本建议书所述规范，这些规范以ITU-T G.828建议书为基础（见附件1）。

2 应使用附件2所阐明的方法生成必要的BEP设计掩模（见注2）。为了完全符合ITU-T G.828建议书的要求，在一条假设参考数字通道（HRDP）的输出端（即一个双向连接的任一端），BEP除以每突发平均误码数（BER/ $\alpha$ ，见附件2第3节），在总的时间内（包括最坏月份）应不超过表1中定义的设计掩模以及附件2图2中给出的BEP掩模；

表 1

比特率 (kbit/s)	占全部时间的比例 (最坏月份)	BEP/ $\alpha$
1 664	0.2	$1 \times 10^{-9}$
	2.0	$1 \times 10^{-9}$
	10.0	$1 \times 10^{-9}$
2 240	0.2	$1 \times 10^{-9}$
	2.0	$1 \times 10^{-9}$
	10.0	$1 \times 10^{-9}$
6 848	0.2	$1 \times 10^{-9}$
	2.0	$7 \times 10^{-10}$
	10.0	$6 \times 10^{-10}$
48 960	0.2	$1 \times 10^{-9}$
	2.0	$2 \times 10^{-10}$
	10.0	$1 \times 10^{-10}$
150 336	0.2	$1 \times 10^{-9}$
	2.0	$2 \times 10^{-10}$
	10.0	$9 \times 10^{-11}$
601 334	0.2	待定
	2.0	待定
	10.0	待定

### 3 下列注解应被视为本建议书的一部分：

注 1 – 本建议书中提及的HRDP，在ITU-R S.521建议书中有详尽的规定。

注 2 – 表1给出的BEP比率可通过在一个足够长的时间周期内进行的BER测量来估算。ITU-R S.1062建议书附件1中给出了一种测量BER与较短的时间比例的函数关系的方法。

注 3 – 为简化本建议书的应用，表1中给出的指标的值是根据总时间给出的，并表示一个利用附件2概括的方法得出的误比特率性能模型的极限。在达到表1中给出的数值时，在不可用时间内发生的误码已经被排除在指标的计算之外。表1中给出的BEP指标不是唯一满足ITU-T G.828建议书要求的BEP指标。在适当情况下，也可使用其他BEP掩模，以满足ITU-T G.828建议书。

注 4 – 本建议书将主要用于工作在低于15 GHz的卫星系统，要扩展到以更高频率工作的系统，则是一个有待进一步研究的课题。

注 5 –  $1 \times 10^{-8}$  的BEP值被用来表示不可用状态门限值。

注 6 – 表1中给出的指标表示最坏月份所占的百分比。这些月份的百分比分别对应以下的年份百分比：

- 最坏月份的10% = 年份的4.0%；
- 最坏月份的2% = 年份的0.6%；
- 最坏月份的0.2% = 年份的0.04%。

注 7 – 为了在频率高于10 GHz时与表1一致（见注4），采用包括自适应前向纠错（FEC）编码、功率控制或位置分集在内的抗衰落措施可能是有好处的。关于位置分集操作的资料在ITU-R S. 1061建议书附件1中给出。

注 8 – 验证数字卫星链路性能的优选方法是基于运行中的测量。这些测量将利用与固有的SDH块尺寸和传输系统的结构有关的块误码检测方式。FEC、扰码和差分编码对测量结果的解释有影响（见附件2，第3节）。

注 9 – 表1中描述的误码性能的开发，是基于对链路（如国际交换网关到国际交换网关）的国际部分中一个HRDP的使用。该连接内HRDP的其他应用是可能的（如终端局到终端局），并且此误码性能指标可被相应地调整。

注 10 – 可将本建议书中描述的方法应用于专用网络中卫星链路的设计。

注 11 – 应满足要求传输速率的性能指标，而不必满足所产生的更高速率的性能指标以支持复用或纠错。例如，如果一条卫星链路的传输速率是6 Mbit/s，而在SLA合同中规定的传输速率是2 Mbit/s，则应使用针对2 Mbit/s传输的性能指标。

## 附件 1

### 1 总则

ITU-T G.828 建议书规范了拟用于承载 SDH 和 ATM 流量的国际同步数字通道的误码性能指标。本建议书采用了该建议书确定的所有参数和指标的定义。ITU-T G.828 建议书给定的指标被确定为与支持该通道的物理网络无关。

对 SDH 层误码率的不停业务测量受到 SDH 容器信头内承载的比特间插奇偶校验（BIP）码的支持。

#### 1.1 定义

为了简化，本建议书重复了 ITU-T G.828 建议书中的定义。

误码性能测量基于大小与 SDH 帧结构相符的块，并根据比特率的变化而有所不同，见表 2。

### 1.1.1 块

块是一组与通道相关的连续比特集；每个比特属于一个块而且只能属于一个块。连续的比特可能在时间上不是邻接的。

### 1.1.2 误码事件

- 误码 (EB)：其中有一个或多个比特有差错的块。
- 误块秒 (ES)：有一个或多个误块存在的一秒时间间隔或至少有一个缺陷。缺陷和相关性能标准判据列于ITU-T G.828建议书附件B。
- 严重误块秒 (SES)：含有 $\geq 30\%$ 的误块或至少一个缺陷的一秒时间间隔。SES是ES的子集。为了简化测量过程，在SES的定义中使用缺陷来代替直接用严重比特误码对SES加以定义。尽管这个方法简化了SES的测量，但应注意到可能存在不能触发缺陷的差错模式的情况。现场经验将确定这是否是误码测量中的一个主要问题。
- 背景误块 (BBE)：不属于SES部分的误块。
- 严重误块期 (SEP)：3到9个连续SES之间的一个序列，该序列被不是SES的某个秒所终止。因此，在低门限固定为三秒的条件下，严重误块期 (SEP) 事件与ITU-T建议书G.784中的连续SES (CSES) 事件是一致的。

表 2 显示块大小、比特率、误码检测码 (EDC) 和通道类型之间的关系。

表 2  
块大小相对于比特率

比特率 (kbit/s)	通道类型	ITU-T G.828 建议书中使用的 SDH块大小 (bits)	EDC
1 664	VC-11, TC-11	832	BIP-2
2 240	VC-12, TC-12	1 120	BIP-2
6 848	VC-2, TC-2	3 424	BIP-2
48 960	VC-3, TC-3	6 120	BIP-8
150 336	VC-4, TC-4	18 792	BIP-8
601 344	VC-4-4c, TC-4-4c	75 168	BIP-8
2 405 376	VC-4-16c, TC-4-16c	300 672	BIP-8
9 621 504	VC-4-64c, TC-4-64c	1 202 688	BIP-8

### 1.1.3 误码性能参数

仅在通道处于可用状态时，才可对误码性能进行评估。有关不可用状态进入/退出标准的定义，见 ITU-T G.828 建议书附件 A。

- 误块秒比 (ESR)：在固定测量时间间隔内，可用时间内ES与可用时间总秒数之比。
- 严重误块秒比 (SESR)：在固定测量时间间隔内，可用时间内ES与可用时间总秒数之比。

- 背景误块比 (BBER)：在固定测量时间间隔内，可用时间内BBE与可用时间内总块数之比。计算总块数要扣除SES中所有的块。
- 严重误块期强度 (SEPI)：可用时间内SEP事件数与可用时间总秒数之比。因此，SEPI参数的单位是1/秒。

### 1.1.4 基于块的测量

借助 SDH 信头内承载的 BIP 差错监测码 (EDC) 对每个块进行监测。当检测到误码状态时，我们无法确定某个块或其控制 EDC 比特是否出了差错。因而，如果 EDC 及其控制的块之间出现差异，则应假定该块出现了误码。

## 2 误码性能指标

### 2.1 端到端指标

表 3 规范了一个 27 500 公里假设参考通道的端到端指标。采用 ITU-T G.828 建议书第 6.2 节所述分配原则，可从表 3 导出一个真实通道所适用的指标。通道的每个方向必须独立地满足为所有参数分配的指标。这些指标是应在整个连续 30 天的典型评估期内得到满足的长期指标。

表 3

ITU-T G.828建议书中定义的27 500 km国际同步数字HRP的  
端到端误码性能指标

比特率 (kbit/s)	通道类型	块/秒	ESR	SESR	BBER <sup>(1)</sup>	SEPI <sup>(2)</sup>
1 664	VC-11, TC-11	2 000	0.01	0.002	$5 \times 10^{-5}$	0.0002/s
2 240	VC-12, TC-12	2 000	0.01	0.002	$5 \times 10^{-5}$	0.0002/s
6 848	VC-2, TC-2	2 000	0.01	0.002	$5 \times 10^{-5}$	0.0002/s
48 960	VC-3, TC-3	8 000	0.02	0.002	$5 \times 10^{-5}$	0.0002/s
150 336	VC-4, TC-4	8 000	0.04	0.002	$1 \times 10^{-4}$	0.0002/s
601 344	VC-4-4c, TC-4-4c	8 000	<sup>(3)</sup>	0.002	$1 \times 10^{-4}$	0.0002/s

<sup>(1)</sup> 这个BBER指标对应 $8.3 \times 10^{-10}$ 的等效比特误码比，比VC-4速率的 $5.3 \times 10^{-9}$ 的比特误码比有所提高。作为与速率无关的误码性能指示，等效比特误码比是有价值的，因为当块变大时，BBER的指标不能保持不变。

<sup>(2)</sup> 有待进一步研究的临时值。

<sup>(3)</sup> 对于高比特率的应用，ESR指标的重要性趋于减小，因而对工作在160 Mbit/s以上比特率的通道不作规范。然而，ESR的显著增加表示传输系统正在劣化。因而，出于维护的考虑，应实施ES监视。

以本建议书所述比特率工作的数字通道可能是由以更高比特率工作的数字段承载的。这样的系统必须符合其端到端指标。例如，在 SDH 中，STM-1 段可能要承载一个 VC-4 通道，因此，STM-1 段在设计上应能保证满足 VC-4 通道的指标。

指标被分配到通道的国内和国际部分。在上面的例子中，如果 STM-1 段不构成整个的国内或国际部分，必须对相应的国内/国际分配进行再分配以确定该数字段合适的配额。这是本建议书范围以外的内容。

## 2.2 端到端指标的分配

预期的性能水平在 HRP 的国内和国际部分之间作了划分。

这些指标的再分配不属于本建议书的范围。

### 2.2.1 对国内部分的分配

每个国内部分被分配一个固定的容许值，它是端到端指标的 17.5%加上基于距离的分配。

当国内部分包括有卫星一跳时，表 3 中端到端指标的 42%的总容许值分配给这个国内部分。这个 42%的容许值完全取代了在其他情况时分给国内部分的基于距离的容许值和 17.5%的块容许值。

### 2.2.2 对国际部分的分配

与所跨距离无关，在国际部分无论有几次卫星一跳都分给表 3 指标 35%的配额。这个 35%的容许值完全取代了在其他情况时分给由卫星一跳跨越的国际部分的全部基于距离的容许值和块容许值。

## 3 卫星HRDP性能指标

表 4

国际SDH链路的卫星HRDP性能指标

速率 (kbit/s)	1 664 (VC-11)	2 240 (VC-12)	6 848 (VC-2)	48 960 (VC-3)	150 336 (VC-4)	601 334 (VC-4-4c)
ESR	0.0035	0.0035	0.0035	0.007	0.014	<sup>(1)</sup>
SESR	0.0007	0.0007	0.0007	0.0007	0.0007	0.0007
BBER	$1.75 \times 10^{-5}$	$1.75 \times 10^{-5}$	$1.75 \times 10^{-5}$	$1.75 \times 10^{-5}$	$0.35 \times 10^{-4}$	$0.35 \times 10^{-4}$

<sup>(1)</sup> 由于缺少有关在160 Mbit/s以上速率工作的通道性能的资料，目前不推荐任何ESR指标。然而，出于维护或监控目的，在任何以这些速率工作的系统中，均应进行ESR处理。

## 附件 2

## BEP 掩模导出

## 1 引言

ITU-T G.828 建议书中所定义参数和指标,并不直接适用于卫星传输系统的设计。它必须被转换成 BEP 与时间百分数分布的函数关系,也叫 BEP 掩模。用这样的方式设计的任何满足此掩模的数据传输系统也将满足此建议书中的指标。然而,本附件中所述的这种转换并不导致一个“唯一”的掩模。

本附件说明建立 BEP 掩模的方法。

## 2 基本事件的概率

众所周知,卫星链路上的传输误码是突发的,此处每突发的误码平均数和其他因数一样,是扰码器和前向纠错(FEC)码的一个函数。因此,在卫星链路上成功进行数字传输必须考虑这种突发性。

一个能充分代表随机发生的突发统计模型是内曼(Neyman)-A 蔓延分布,其中在  $N$  个比特中出现  $k$  个误码的概率  $P(k)$  为:

$$P(k) = \frac{\alpha^k}{k!} e^{-\frac{BEP \cdot N}{\alpha}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{j^k}{j!} \left( \frac{BEP \cdot N}{\alpha} \right)^j e^{-j\alpha} \quad (1)$$

其中:

$\alpha$ : 每次突发误码的平均误码比特数

$BEP$ : 比特误码概率。

如果  $N=N_B$  作为一个数据块中的比特数,则一个块中零误码的概率为:

$$P(0) = e^{-\frac{BEP \cdot N_B}{\alpha}} \sum_{j=0}^{\infty} \left[ \left( \frac{BEP \cdot N_B}{\alpha} \right)^j / j! \right] e^{-j\alpha} \cong e^{-\frac{BEP \cdot N_B}{\alpha}} \quad (2)$$

对于所有  $\alpha$  的实际值。

一个误码块的概率  $P_{EB}$  为:

$$P_{EB} = 1 - P(0) = 1 - e^{-\frac{BEP \cdot N_B}{\alpha}} = 1 - e^{-N_B \cdot BEP_{CRC}(t)} \quad (3)$$

其中  $BEP_{CRC}(t) = BEP/\alpha$ , 而  $BEP_{CRC}$  明确显示为一个时间函数。一个误码秒的概率  $P_{ES}(t)$  则可被表示为:

$$P_{ES}(t) = 1 - e^{-n \cdot P_{EB}(t)} \quad (4)$$

其中  $n$  是每秒的块数。

由于在总的  $n$  个块中有  $k$  个误码块的概率  $P_{n,k}$  为：

$$P_{n,k}(t) = \frac{n!}{(n-k)!k!} (1-P_{EB}(t))^{n-k} P_{EB}^k(t) \quad (5)$$

则SES的概率 $P_{SES}(t)$ 为：

$$P_{SES}(t) = \sum_{k=0.3n}^n P_{n,k}(t) = 1 - \sum_{k=0}^{0.3n-1} P_{n,k}(t) = 1 - \sum_{k=0}^{0.3n-1} \frac{n!}{(n-k)!k!} (1-P_{EB}(t))^{n-k} P_{EB}^k(t) \quad (6)$$

## 2.1 掩模的生成

假定掩模的一般形式（如图 1 所示），用概率公式 ESR（定义为总误块秒，即，拥有一个或一个以上误块的秒数）除以获得的总秒数  $T_a$ ，由以下公式得出：

$$ESR = \frac{\int P_{ES}(t)}{T_a} \quad (7)$$

与此类似，SESR 由以下公式得出：

$$SESR = \frac{\int P_{SES}(t)}{T_a} \quad (8)$$

如果  $P_{ES}(t)$  和  $P_{SES}(t)$  被假定为时间分段常数，则 ESR 和 SESR 可表达为：

$$ESR = \sum_{i=1}^M P_{ES_i} \cdot \Delta t_i \quad (9)$$

和

$$SESR = \sum_{i=1}^M P_{SES_i} \cdot \Delta t_i \quad (10)$$

其中  $M$  为总的的时间间隔数， $P_{ES_i}(t)$  和  $P_{SES_i}(t)$  分别为一个  $i$ -次时间间隔中出现 ES 和 SES 的概率除以  $T_a$ 。

BBER 被定义为误码块与可获得的秒数期间的总块数（不包括 SES 期间所有的块）之间的比率。因此，

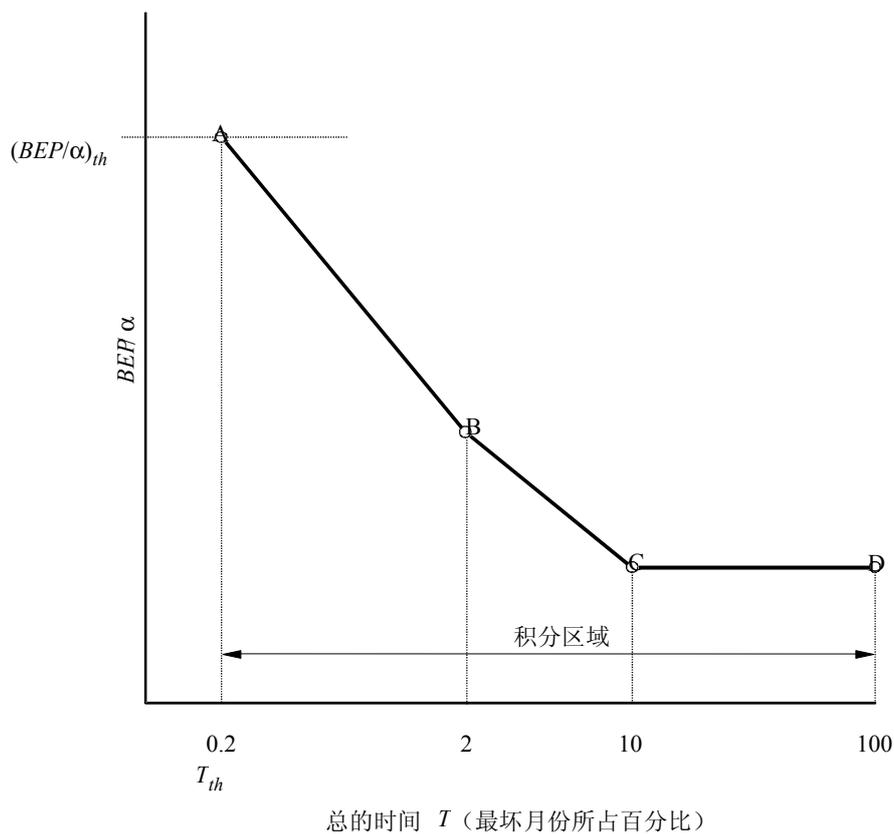
$$BBER = \frac{\int_{T_a} \left( \sum_{k=1}^{0.3n} P_{n,k}(t) \cdot k \right) dt}{n \cdot \left( T_a - \int_{T_a} P_{SES}(t) \cdot dt \right)} = \frac{\sum_{k=1}^{0.3n} \left( \frac{1}{T_a} \int_{T_a} P_{n,k}(t) \cdot dt \right) \cdot k}{n \cdot (1 - SESR)} \quad (11)$$

如果设定  $\overline{P_{n,k}} = \frac{\int P_{n,k} \cdot dt}{T_a}$ ，则 BBER 可表达为：

$$BBER = \frac{\sum_{k=1}^{0.3n} P_{n,k} \cdot k}{n \cdot (1 - SESR)} \quad (12)$$

然而，在选择  $BEP_{th}/\alpha$  值以生成掩模时，必须考虑出现指针误判（IPI）的情况，这对 SDH 链路的正常运行至关重要。测量显示，在 BEP 接近或超过大大低于卫星调制解调器经历同步损耗的值  $1 \times 10^{-7}$  时，IPI 会大幅增加。为此，需要进一步研究确定一个 IPI 的 BEP 门限（用  $BEP_{IPI}$  加以表示），此时 SDH 卫星链路变为不可用，因为这将是限制因素。对于本建议书，使用了  $1 \times 10^{-9}$  的  $BEP_{th}/\alpha$ （等于  $BEP_{IPI}/\alpha$ ）值。

图 1  
掩模的一般形式



1521-01

以上办法将会得到无限多个掩模满足 ITU-T G.828 建议书的性能指标。因此，以下过程用于定义一个掩模并决定掩模的点 B、C 和 D（见图 2）：

步骤 1：设定  $BEP_{th}/\alpha$  值 =  $1 \times 10^{-9}$ 。

步骤 2: 设定不可用门限时间值,  $T_{th}$ , ( $T_{th} = 0.2\%$ ), 从而点A对应值 $BEP_{th}/\alpha$ 。

步骤 3: 设定在2%、10%和100%时间上的掩模值 (点B、C和D)。

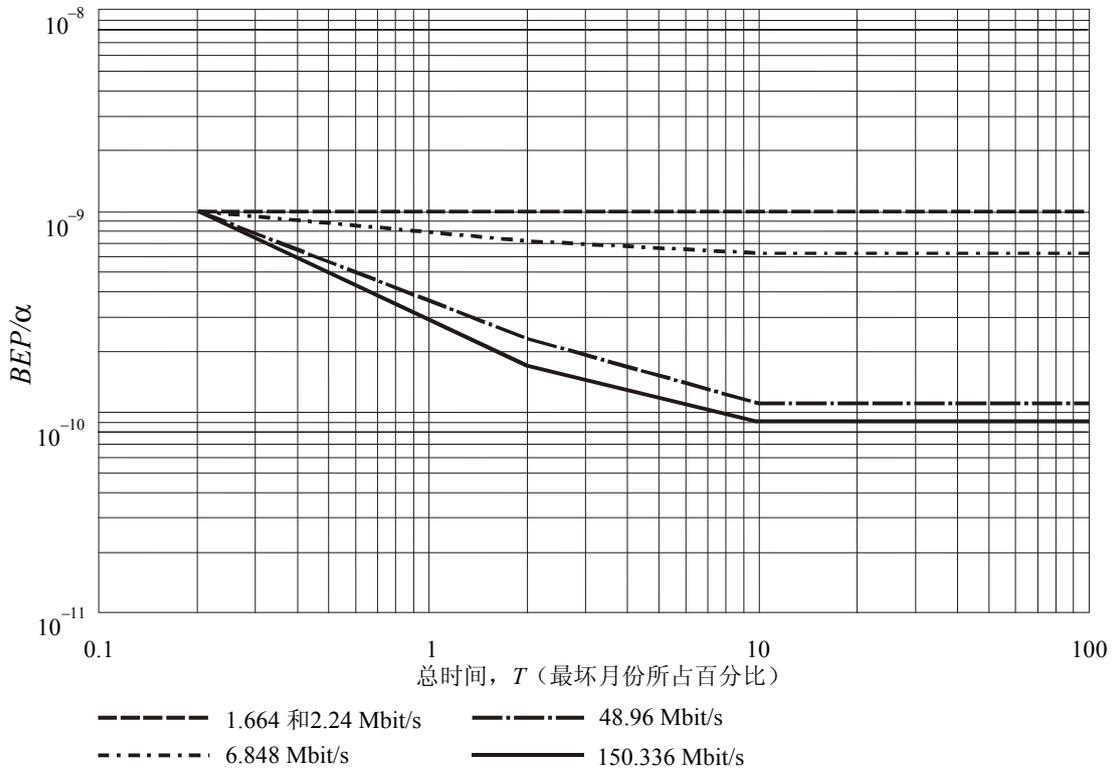
步骤 4: 通过在 $T_{th}$  (0.2%) 和100%之间的区域进行积分来计算ESR、SESR和BBER。在得出这些掩模时, 假定卫星链路对于高出 $BEP_{th}/\alpha$ 的BEP值不可用。

步骤 5: 重复步骤3和4, 直到全部参数 (ESR、SESR和BBER) 符合表3中的指标。

以上过程确保了 0.2%时间的链路不可用性。

通过以上过程并加一些附加的假设, 对应于点 C 和 D 的  $BEP/\alpha$ 是相同的, 便生成了对应于不同传输速率的一组掩模示例, 如图 2 所示。

图 2  
针对卫星单跳生成的掩模



$\alpha = 10$   
 BEP 门限时间为  $1 \times 10^{-8}$   
 可用时间从 0.002 到 1  
 所有模式均超过 BBER 标准  
 1.664 和 2.24 Mbit/s 模式也超过了 ESR 标准。

1521-02

### 3 BER与误码事件率之间的关系

众所周知, 采用 FEC 和扰码器方案的卫星链路上的误码易于成簇发生。簇的出现 (也叫误码事件) 是随机的, 遵循泊松分布。导致的块误码率相同, 就如同随机 (泊松分布) 发生的、误比特率为  $BER/\alpha$  的比特误码所引起的, 这里  $\alpha$  (在第 2.1 节中用以代表误码突发) 是在一簇内的平均误码比特数,  $\alpha$  也表示误比特率与事件误码率之间的比率。例如, 在一个没

有 FEC 和扰码器方案的随机二进制误码信道中， $\alpha$  被当作 1。但是如果采用了更高阶的调制方法， $\alpha$  的值可能大于 1。

在特定的 FEC 方案中， $\alpha$  的理论值可通过采用 FEC 方案的重量分布来进行估计。第 3.1 节给出了理论值的导出背景。误码族的统计特性取决于采用的 FEC 和扰码器方案。采用了电脑仿真和各种不同 FEC 方案（未采用扰码器或差分编码）的测量来判定因子  $\alpha$ 。仿真中假设了一个附加的高斯白信道。结果见第 3.2 至 3.6 节。

### 3.1 簇中误码比特平均数量的导出

给定一个  $(n, k)$  系统块码  $C$ ，其众所周知的重量枚举函数（WEF）为：

$$B^C(H) \triangleq \sum_{i=0}^n B_i H^i \quad (13)$$

其中：

$B_i$ : （整数）带有汉明重量的码字数量（1 的数量）

$H$ : 虚拟变量。

可用一个编码的 WEF 来计算未被发现的误码概率的确切表达式和码字误差概率的上限。编码的输入冗余重量枚举函数（IRWEF）可定义为：

$$A^C(W, Z) \triangleq \sum_{w,j} A_{w,j} W^w Z^j \quad (14)$$

其中  $A_{w,j}$  表示输入信息字码字的（整数）数量，其汉明重量为  $w$ ，奇偶校验比特的汉明重量为  $j$ ，这样整个的汉明重量为  $w+j$ 。IRWEF 显示了信息和奇偶校验对整个码字汉明重量的各自贡献值，并因此提供了编码（汉明）重量情况的额外信息。

通过采用以上公式，BEP、 $P_b$  的上限可限定为：

$$P_b \leq \sum_{m=d_{min}}^{\infty} D_m P(R_m'' | C_0) \quad (15)$$

其中  $d_{min}$  是编码的最小距离， $P(R_m'' | C_0)$  为译码器选择重量为  $m$  的码字的概率，倘若所有发送的码字全部是零码字，且：

$$D_m = \sum_{j+w=m} \frac{w}{k} A_{w,j} \quad (16)$$

因此，一个簇中比特的平均数量  $\alpha$  将是  $w$  的平均值并得出：

$$\bar{w} = \sum_{m=d_{min}}^{\infty} \sum_{m=w+j} w A_{w,j} P_m \quad (17)$$

其中  $P_m$  是所有误码事件中  $m$  误码发生的概率。因为  $P_m$  随着  $m$  快速降低，特别是在低 BEP 值的情况下， $\bar{w}$  可用下式近似获得：

$$\bar{w} \approx \sum_{d_{min}=w+j} w A_{w,j} P_{d_{min}} \quad (18)$$

### 3.2 二进位BCH编码的因子

利用公式 (19)，可估计系统 BCH 编码的  $\alpha$  值。表 5 显示了 (7, 4) BCH 码的重量分布，(7, 4) 码最小的距离是 3。因此，编码的  $\alpha$  可用下式估计：

$$\bar{w}_{(7,4)} = \alpha_{(7,4)} \approx 1 \times \frac{3}{7} + 2 \times \frac{3}{7} + 3 \times \frac{1}{7} \cong 1.7 \quad (19)$$

表 5  
(7, 4) BCH 码的重量分布

$w$	$j$	$A_{w,j}$
0	0	1
1	2	3
1	3	1
2	1	3
2	2	3
3	0	1
3	1	3
4	3	1

表 6 显示了各种不同的系统 BCH 编码的  $\alpha$  值，表 7 将 (15, 11) BCH 码的仿真结果与估计值进行了比较。结果表明，随着 BER 的降低，估计值与仿真值基本接近。

对于非系统编码，当译码失败时，大约半数的信息字将出现误码。在这种情况下， $\alpha$  可大约记为  $k/2$ 。

表 6  
不同 BCH 编码中估计的理论  $\alpha$  值

$(n,k)$ BCH 编码	$\alpha$	$(n,k)$ 扩展编码	$\alpha$	$(n,k)$ 删信码	$\alpha$
(15,11)	2.20	(16,11)	2.75	(15,10)	2.67
(31,26)	2.52	(32,26)	3.25	(31,25)	3.23
(31,21)	3.73	(32,21)	4.56	(31,20)	4.53
(63,57)	2.06	(64,57)	2.96	(63,56)	2.96
(63,51)	4.07	(64,51)	4.50		

表 7

(15, 11) BCH 编码中 $\alpha$ 理论和仿真值的比较

BER	仿真 $\alpha$ 值	理论 $\alpha$ 值
$2.88 \times 10^{-2}$	2.60	2.2
$4.69 \times 10^{-3}$	2.37	
$5.57 \times 10^{-4}$	2.36	
$2.36 \times 10^{-5}$	2.33	

### 3.3 卷积编码中的因子

类似的方法也可适用于卷积编码。对于已知的卷积编码，各种研究已确定了其以  $a_d$  为单位的重量分布、距离为  $d$  时的码字数量  $c_d$ 、距离为  $d$  时码字的误码数量（信息重量误差）。采用与二进制 BCH 编码同样的近似方法，卷积编码的  $\bar{w} (= \alpha)$  可近似为  $(c_{d_f})/(a_{d_f})$ ，其中  $d_f$  是编码的自由距离。

表 8 显示了流行的卷积编码的重量分布，而表 9 比较了  $\alpha$  的理论估计值和仿真值。如同在二进制 BCH 编码中已被证明的那样，估计的  $\alpha$  值与低 BER 范围内仿真的结果几乎相等。

表 8

卷积编码的重量分布

编码率 $R$	制约长度 $K$	发生器 (八进制)	$d_f$	$(a_d, d = d_f, d = d_f + 1, d = d_f + 2, \dots)$ $(c_d, d = d_f, d = d_f + 1, d = d_f + 2, \dots)$
1/2	7	133, 171	10	(11, 0, 38, 0, 193, 0, 1 331, 0, 7 275, ...) (36, 0, 211, 0, 1 404, 0, 11 633, ...)
	9	561, 753	12	(11, 0, 50, 0, 286, 0, 1 630, 0, 9 639, ...) (33, 0, 281, 0, 2 179, 0, 15 035, ...)
2/3 <sup>(1)</sup>	7	133, 171	6	(1, 16, 48, 158, 642, 2 435, 9 174 ...) (3, 70, 285, 1 276, 6 160, 27 128, ...)
7/8 <sup>(1)</sup>	7	133, 171	3	(2, 42, 468, 4 939, 52 821 ...) (14, 389, 6 792, 97 243, 1 317 944 ...)

<sup>(1)</sup> 从  $R$  1/2 码获得的收缩码， $K = 7$ 。

### 3.4 级联编码的因子

对于外部编码是里德所罗门码 (RS)，内部编码是卷积编码的级联编码， $\alpha$  值直接与 RS 编码的重量分布有关，因 RS 码为外部编码。如果采用了最大似然译码，则可利用二进制 BCH 编码中使用的同样规则获得 RS 编码的  $\alpha$  值。在这种情况下，应得到 RS 编码的二进制重量分布。

表 9

卷积编码中 $\alpha$ 理论和仿真值的比较

编码率 $R$	制约长度 $K$	发生器 (八进制)	$d_r$	$\alpha$ (估计)	BER	$\alpha$ (仿真)
1/2	7	133, 171	10	3.27	$1.74 \times 10^{-2}$	7.21
					$1.91 \times 10^{-3}$	5.68
					$1.05 \times 10^{-4}$	3.74
					$5.05 \times 10^{-6}$	3.48
					$1.07 \times 10^{-7}$	3.00
	9	561, 753	12	3.00	$1.22 \times 10^{-2}$	13.00
					$1.77 \times 10^{-3}$	11.56
					$2.10 \times 10^{-5}$	4.38
2/3	7	133, 171	6	3.00	$3.61 \times 10^{-2}$	8.00
					$7.86 \times 10^{-4}$	7.14
					$2.96 \times 10^{-6}$	5.32
					$2.14 \times 10^{-7}$	5.67
7/8	7	133, 171	3	7.00	$6.24 \times 10^{-2}$	9.08
					$2.68 \times 10^{-2}$	8.85
					$9.82 \times 10^{-3}$	7.77
					$1.77 \times 10^{-5}$	7.57
					$1.49 \times 10^{-6}$	7.29

表 10 显示了 ITU-R BO.1724 和 ITU-R S.1709 建议书所述卷积编码方案中 RS 编码的仿真 $\alpha$ 值。采用了从原 RS (255, 239) 编码缩短而来的 RS (204, 188) 编码。也采用了 RS (71, 55) 缩短编码, 以获得不同的分组大小。

表 10

卷积编码方案中RS编码的仿真 $\alpha$ 值

$(n,k)$ RS 编码	BER	$\alpha$	$(n,k)$ RS 编码	BER	$\alpha$
(204,188)	$7.74 \times 10^{-3}$	12.80	(71,55)	$6.17 \times 10^{-3}$	8.47
	$5.19 \times 10^{-4}$	9.14		$2.03 \times 10^{-4}$	7.74
	$1.02 \times 10^{-6}$	8.58		$2.02 \times 10^{-7}$	7.32

### 3.5 透平码的因子

对于透平码, 可采用与卷积编码类似的方法, 因为透平码基于卷积编码。表 11 显示了 ITU-R BO.1724 和 ITU-R S.1709 建议书所述透平码的重量分布, 而表 12 则显示了对应的估计 $\alpha$ 值。表 13 显示了分组大小为 53 字节的仿真 $\alpha$ 值。因 turbo 编码采用了迭代译码算法,  $\alpha$

值和 BER 取决于译码算法和迭代次数。在该仿真中，采用了 max-log MAP 译码算法，并根据迭代次数为 6 和 15 估计了  $\alpha$  值。因表 14 种估计的理论值可作为一个低限，它们要小于表 15 中的仿真值。

表 11

透平码 ( $d_{fa}/c_a$ ) 的重量分布

分组大小 (字节)	$R = 1/3$	$R = 1/2$	$R = 2/3$	$R = 3/4$	$R = 6/7$
53	31/106/954	18/159/954	11/159/901	7/10/50	4/9/27
	32/265/1643	19/159/1431	12/265/1325	8/85/375	5/194/719
	33/106/901	20/530/3551	13/1802/11342	9/486/2335	6/1228/5371
188	33/3476/3384	19/376/3384	12/188/1316	9/27/171	6/199/826
	35/376/3760	20/376/3008	14/752/5264	10/148/1025	7/1578/7269
	36/752/6392	22/752/6768	15/1504/12220	11/1462/9674	8/9144/49558

表 12

透平码的理论近似  $\alpha$  值

分组大小 (字节)	$R = 1/3$	$R = 1/2$	$R = 2/3$	$R = 3/4$	$R = 6/7$
53	9.00	6.00	5.67	5.00	3.00
	6.20	9.00	5.00	4.41	3.70
	8.50	6.70	6.29	4.80	4.37
752	9.00	9.00	7.00	6.33	4.15
	10.00	8.00	7.00	6.93	4.60
	8.50	9.00	8.13	6.62	5.42

表 13

透平码的仿真  $\alpha$  值

迭代次数	$R = 1/3$ BER/ $\alpha$	$R = 2/5$ BER/ $\alpha$	$R = 1/2$ BER/ $\alpha$	$R = 3/4$ BER/ $\alpha$	$R = 6/7$ BER/ $\alpha$
6	$5.58 \times 10^{-5}/16.8$	$3.79 \times 10^{-5}/16.6$	$1.39 \times 10^{-4}/21.5$	$9.53 \times 10^{-4}/15.9$	$3.44 \times 10^{-5}/6.8$
	$9.28 \times 10^{-6}/14.0$	$5.56 \times 10^{-6}/12.8$	$2.24 \times 10^{-5}/17.1$	$3.47 \times 10^{-5}/11.3$	$2.34 \times 10^{-6}/5.2$
	$1.42 \times 10^{-6}/10.6$	$9.68 \times 10^{-7}/10.6$	$5.69 \times 10^{-7}/9.0$	$9.89 \times 10^{-7}/7.8$	$2.53 \times 10^{-7}/4.1$
15	$2.25 \times 10^{-5}/23.7$	$1.57 \times 10^{-5}/20.8$	$6.36 \times 10^{-5}/26.6$	$6.46 \times 10^{-4}/18.3$	$2.67 \times 10^{-5}/7.0$
	$3.28 \times 10^{-6}/16.5$	$2.41 \times 10^{-6}/14.5$	$9.30 \times 10^{-6}/18.9$	$1.89 \times 10^{-5}/12.2$	$1.74 \times 10^{-6}/4.8$
	$5.62 \times 10^{-7}/11.6$	$4.25 \times 10^{-7}/10.8$	$3.02 \times 10^{-7}/8.9$	$6.02 \times 10^{-7}/7.9$	$1.78 \times 10^{-7}/4.3$

### 3.6 分组透平码的因子

分组透平码 (BTC) 是多次迭代译码的乘积码。乘积码的最小距离是其分码的乘积。例如, 与  $d_{min}$  最小距离的分码相同的  $m$ -维乘积码的最小距离将是  $(d_{min})^m$ 。采用同样的原则, 一个 BTC  $\alpha_{BTC}$  的  $\alpha$  值可用下式表示:

$$\alpha_{BTC} = \alpha_{c_1} \cdot \alpha_{c_2} \cdots \alpha_{c_m} \quad (20)$$

其中  $\alpha_{c_i}$  是第  $i$ -个分码的  $\alpha$  值。第 3.2 节中所示的二进制系统编码通常作为一种分码。

表 14 显示了利用公式 (20) 估计的理论  $\alpha_{BTC}$ , 在 BTC 中假设了与此前采用的分码相同的分码。因此, 表 14 中的  $\alpha_c$  与表 6 的值相同。表 15 和表 16 比较了二维 BTC 中理论估计值与仿真值。如同第 3.2 和 3.3 节已证明的那样, 这些估计值在低 BER 范围内与仿真值几乎相同。

表 14

分组透平码的理论近似值

$(n,k)$ 扩展编码	$d_{min}$	$\alpha_c$	2维 $\alpha_{BTC}$	3维 $\alpha_{BTC}$
(16,11)	4	2.75	7.56	20.80
(32,26)	4	3.25	10.56	34.33
(32,21)	6	4.56	20.79	94.82
(64,57)	4	2.96	8.76	25.93
(64,51)	6	4.50	20.25	91.13

表 15

(16,11) × (16,11) BTC 理论和仿真  $\alpha$  值的比较

$E_b/N_0$ (dB)	BER	$\alpha_{BTC}$	分码	
			BER	$\alpha_c$
1.0	$4.41 \times 10^{-2}$	14.50	$1.25 \times 10^{-1}$	2.82
2.0	$3.43 \times 10^{-3}$	10.35	$7.82 \times 10^{-2}$	2.88
2.5	$4.24 \times 10^{-4}$	7.46	$5.97 \times 10^{-2}$	2.52
3.0	$8.30 \times 10^{-5}$	7.25	$4.31 \times 10^{-2}$	2.82
3.5	$8.51 \times 10^{-6}$	7.31	$2.97 \times 10^{-2}$	2.99

表 16

(32,26) × (32,26) BTC理论和仿真 $\alpha$ 值的比较

$E_b/N_0$ (dB)	BER	$\alpha_{BTC}$	分码	
			BER	$\alpha_c$
2.0	$4.19 \times 10^{-3}$	31.57	$5.96 \times 10^{-2}$	3.88
3.0	$7.80 \times 10^{-6}$	11.21	$3.10 \times 10^{-2}$	3.33
3.3	$2.10 \times 10^{-6}$	9.76	$2.35 \times 10^{-2}$	3.15

### 3.7 其它测量结果和摘要

根据对 INTELSAT IDR 类型数字传输 (FEC  $R = 3/4$  加扰码器) 在 BER  $1 \times 10^{-4}$  至  $1 \times 10^{-11}$  范围内进行的实验室测量得到  $\alpha=10$ 。对 INTELSAT IBS 类型数字传输 (FEC  $R = 1/2$  加扰码器) 进行的相同测量得到  $\alpha=5$ 。

调查结果显示  $\alpha$  是 FEC 重量分布方案和 BEP 的函数。参数  $\alpha$  对性能模型的影响能评价如下。

图 2 中的掩模是用  $\alpha=10$  来产生。如果不使用 FEC/扰码器 ( $\alpha=1$ )，模型将移位 1 个 10 倍程，并且对 BER 的要求将会更严格 (1 个 10 倍程)。

## 4 结论

研究表明，满足 ITU-T G.828 建议书所要求的掩模取决于传输速率。

掩模的设计也取决于误码分布，从而又受所采用的 FEC/扰码器方案的影响。

在导出设计掩模时，也需考虑业务要求。

## 5 首字母缩写词/缩略语表

ATM	异步转移模式
BBE	背景误块
BBER	背景误块比
BEP	比特误码概率
BER	比特误码率
BIP	比特间插奇偶校验
BTC	分组透平码
CSES	连续严重误块秒
EB	误块
EDC	差错监测码
ES	误块秒

ESR	误块秒比
FEC	前向纠错
FSS	卫星固定业务
HRDP	假设参考数字通道
HRP	假设参考通道
IPI	指针误判
SDH	同步数字体系
SEP	严重误块期
SEPI	严重误块期强度
SES	严重误块秒
SESR	严重误块秒比
STM	同步传送模块
TC	串联连接
VC	虚容器

---